

회로평균화기법을 이용한 풀 브리지 컨버터의 용접기 주회로 응용

具憲會 · 徐基永 · 權純杰 · 李鉉雨 · 金相敦

Application of Welding Machine Main Circuit of Full Bridge Converter using Circuit Averaging Method

Heun-Hoi Koo · Ki-Young Suh · Soon-Kurl Kwoon · Hyun-Woo Lee · Sang-Don Kim

요 약

본 연구에서는 회로평균화 기법을 이용한 풀 브리지 컨버터의 회로모델을 제안하였다. 제안한 모델은 회로의 물리적 성격을 충분히 알 수 있으므로 대용량의 DC-DC 컨버터에 많이 사용되는 풀 브리지컨버터의 해석과 설계에 쉽게 적용할 수 있다.

제안한 모델을 적용하여 풀 브리지 컨버터의 안정도해석을 시뮬레이션을 통하여 수행하고, 부하의 변동이 단락에서 개방까지 극심한 아크 용접기의 주회로 설계에 적용하여 실제의 용접을 통하여 안정한 동작이 가능함을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, the circuit model using circuit averaging method for full bridge converter is suggested. This model can represent the physical characteristics of converter circuits appropriately. At most of high capacity DC-DC converter application parts, full bridge converter is adapted for main circuit of power supply. Design and analysis of full bridge converter is no trouble with circuit model.

The validity of circuit model is verified through computer simulation and practical welding experiment of welding machine with full bridge converter model.

Key Words : circuit averaging method, full bridge converter, error amplifier, welding machine

1. 서 론

DC-DC 컨버터는 스위치가 도통·차단을 반복하면서 동작하므로 회로는 비선형이 되고 동작 해석을 위한 모델링은 매우 복잡하다. 일반적으로 DC-DC 컨버터를 모델링하는 데는 상태 공간 모델링 기법을 두는 방법과 회로 평균화 기법을 사용하는 방법의 2가지로 나눌 수 있다.⁽¹⁾⁽²⁾

상태 공간 모델링에 기법을 두는 방법은 상태 공간 방정식의 해를 컴퓨터에 의하여 수치 해석적으로 구하는 형태로서 모든 종류의 DC-DC 컨버터에 대한 통일

적인 해석을 할 수 있으나, 컨버터회로의 성질에 관련된 물리적인 성격을 충분히 설명해 주지 못한다. 회로 평균화 기법을 사용하는 방법은 컨버터 종류 하나 하나에 대한 선형회로 모델을 구하여 해석하는 방법으로 회로의 물리적 성격을 충분히 설명해 줄 수 있다는 특징이 있다. 풀 브리지 컨버터(full bridge converter)는 타방식의 DC-DC 컨버터와 비교하여 변압기의 이용율이 우수하고 출력주파수가 동작주파수의 2배로 되기 때문에 출력전류의 리플주파수를 높게 하는 것이 가능하다. 또한, 스위칭소자에 인가되는 전압은 전원전압정도로 되고, 하프브리지(half bridge)형과 비교하여 스위칭

소자의 전류정격이 동일한 경우 2배의 출력용량이 얻어지기 때문에 대용량의 DC-DC 컨버터에 많이 사용된다.⁽³⁾

또한 아크용접전원의 부하인 용접아크는 부하 개방에서 단락까지 광범위하고 빈번히 반복되는 부하변동이 격심하고 특이한 부하이다. 따라서 용접기의 안정한 동작을 위하여 용접전원 주 회로 및 제어회로 안정한 설계 및 해석이 필요하다.^{(4)~(6)}

본 연구에서는 대용량의 DC-DC 컨버터에 많이 사용되는 풀 브리지 컨버터에 대하여 회로 평균화 기법을 이용한 회로의 수학적 모델을 제안하고, 이 모델을 적용하여 주회로 및 보상회로를 설계하여 보상회로를 포함한 풀 브리지 컨버터의 회로에 대하여 시뮬레이션을 통하여 안정도해석을 수행하였다. 풀 브리지 컨버터의 모델을 이용하여 부하변동이 격심한 아크용접기의 주회로 설계에 적용하여 실제의 용접을 통하여 스파터가 적게 발생하고 용접비드가 깨끗하게 되어 안정한 동작이 가능함을 확인하였다.

2. 풀 브리지 컨버터의 모델

풀 브리지 컨버터는 대각선에 존재하는 스위치쌍이 동시에 on·off를 하여 에너지를 2차로 전달한다. 컨버터의 전압 변환비는 출력 인덕터의 전압-시간 평형조건을 적용하여 구한다. 출력 인덕터의 평균전압은 on 기간(t_{on})은 $(V_i \frac{N_2}{N_1} - V_o)$, off 기간(t_{off}) 동안은

$-V_o$ 가 된다.

$$(V_i \frac{N_2}{N_1} - V_o) \frac{t_{on}}{T} - V_o \frac{t_{off}}{T} = 0 \quad (1)$$

여기서 V_i , V_o 는 각각 입출력전압을 N_1 , N_2 는 1, 2차 권선수를 나타낸다.

따라서 정상상태에서 출력전압은 식(2)와 같이 된다.

$$D = \frac{t_{on}}{T}, \quad n = \frac{N_2}{N_1}$$

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_{on}}{T} \cdot V_i$$

$$= n D V_i \quad (2)$$

$$I_o = \frac{1}{nD} I_i$$

식 (2)로 부터 풀 브리지 컨버터의 직류 정상상태에서의 평균화된 회로모델을 구하면 그림 1과 같이된다.

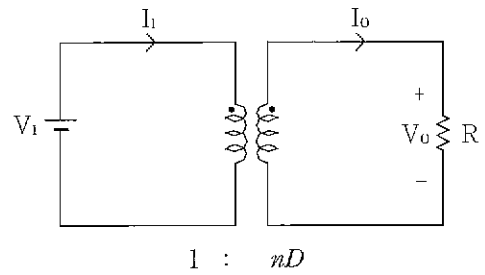


그림 1 풀 브리지 컨버터의 평균화된 직류회로 모델
Fig. 1 Circuit averaging DC model of full bridge converter

그림 1에서 변압기는 이상적인 변압기이며 1 : nD는 개념적인 권수비를 나타낸다. 컨버터에서 인덕터 L 및 캐패시턴스 C의 경우, 인덕터 전압과 캐패시터 전류의 직류값이 0이므로 평균화된 DC 회로 모델에는 나타나지 않는다.

다음으로 동특성에 있어서 미소변동분(perturbation)에 대한 풀 브리지 컨버터의 특성을 고찰하기 위하여 입력전압과 시비률에 대한 미소변동분 Δv_i , Δd 에 대해서 고려한다.

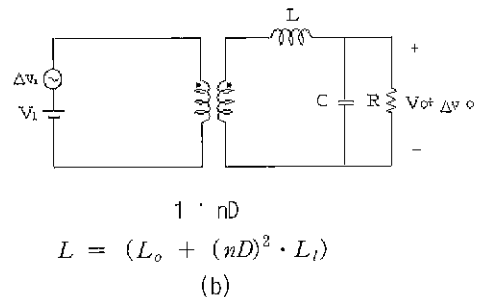
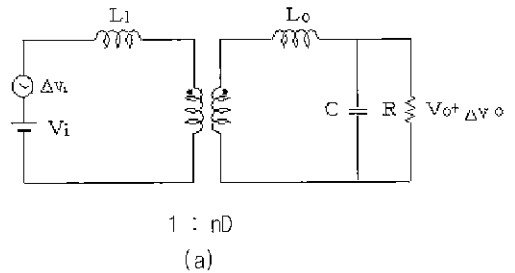


그림 2 입력전압 미소변동분에 대한 풀 브리지 컨버터의 평균화 회로 모델
Fig. 2 Circuit averaging model of full bridge converter about voltage perturbation

입력전압 미소변동분 Δv_i 를 고려했을 때 회로모델은 그림 2(a)와 같고, 누설리액턴스 L_l 을 2차측으로 환산하면 그림 2(b)와 같이 된다. 입력전압의 미소변동분 Δv_i 에 의한 영향으로 출력전압에 미소변동분 Δv_o 가 나타나며, 풀 브리지 컨버터의 입출력 전달함수 $\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta v_i(s)}$ 는 다음과 같다.

$$\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta v_i(s)} = \frac{nD}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2} \quad (3)$$

$$L = L_o + (nD)^2 L_l$$

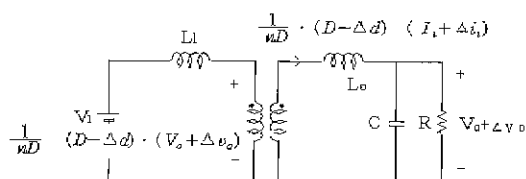


그림 3 시비율의 미소변동분에 대한 풀 브리지 컨버터의 평균화 회로모델

Fig. 3 Circuit averaging model of full bridge converter about duty ratio perturbation

다음으로 시비율의 미소변동분 Δd 를 고려했을 때 회로모델은 그림 3과 같이 된다. 그림에서 변압기의 1차 측에 걸리는 전압을 v_1 이라고 하고 2차 측에 흐르는 전류를 i_2 라 하면 다음과 같다.

$$v_1 = \frac{1}{nD} \cdot (D - \Delta d) \cdot (V_o + \Delta v_o) \quad (4)$$

$$i_2 = \frac{1}{nD} \cdot (D - \Delta d) \cdot (I_i + \Delta i_i) \quad (5)$$

식(4), 식(5)에서 미소변동분의 2차항은 충분히 작은 미소량으로 무시하고 미소변동의 선형항만 고려하면 식(4), 식(5)는 아래와 같이 근사화 할 수 있다.

$$v_1 = \frac{1}{nD} (V_o + \Delta v_o) - \Delta d \frac{V_o}{nD} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{1}{nD} (I_i + \Delta i_i) - \Delta d \frac{I_i}{nD} \\ &= \frac{1}{nD} (I_i + \Delta i_i) - \Delta d \frac{V_o}{nDR} \end{aligned} \quad (7)$$

식(6)과 식(7)을 이용하여 그림 3의 등가회로는 누설리액턴스를 2차측으로 환산하고, 전압원과 전류원을 1차측으로 환산하여 그림 4(a)~(d)의 과정을 통하여 변환할 수 있다.

$$\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta d(s)} = \frac{nD \left\{ 1 - \frac{(nD)^2 L_l s}{R} \right\} V_o}{1 + \frac{L_o + (nD)^2 L_l}{R} s + \{ L_o + (nD)^2 L_l \} C s^2} \quad (8)$$

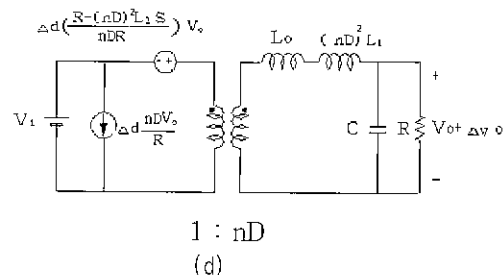
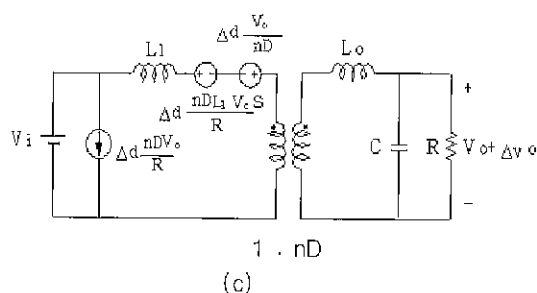
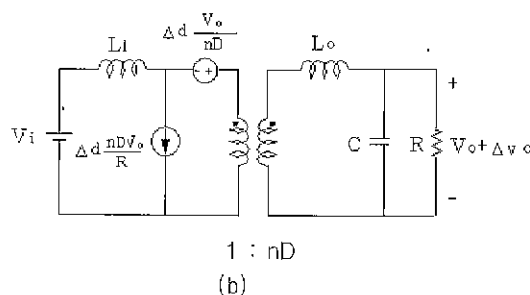
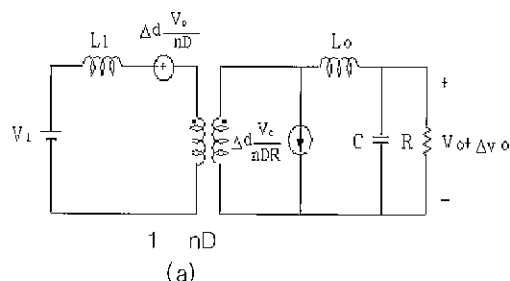


그림 4 평균화모델의 등가변환

Fig 4 Equivalent transformation of circuit averaging model

그림 4(d)의 회로모델로부터 제어전달함수 $\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta d(s)}$ 는 식(8)과 같이 구할 수 있다.

식(3) 및 식(8)을 보면 모두 2차의 특성을 나타내고 있으며, 특히 식(8)의 제어 전달함수를 보면 우반면의 극점을 가지고 있다는 특징이 있다.

이러한 우반면의 극점은 위상 여유에 나쁜 영향을 미치게 됨으로써 제어 회로의 설계시 안정성의 면에서 유의해야 할 요소가 된다.

풀 브리지 컨버터에서 동특성에 관련된 평균화 회로 모델은 그림 2(b)와 그림 4(d)로부터 그림 5와 같이 나타낼 수 있다.

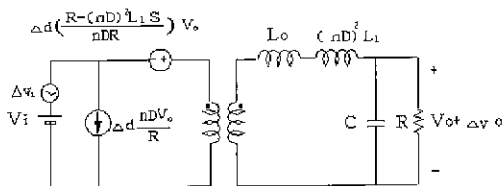


그림 5 동특성에 관련된 평균화 회로모델
Fig. 5 Circuit averaging model concerned dynamic characteristics

3. 제어특성 및 보상회로

풀 브리지 컨버터의 제어특성은 동특성에 관한 평균화회로모델을 이용하여 그림 6의 블록선도와 같이 나타낼 수 있다. 출력 전압의 안정화를 위한 부귀환 제어회로를 가지며 제어회로는 오차 증폭기 및 비교기로 구성된다. 그림에서 보듯이 이 오차 증폭기 및 비교기는 컨버터의 제어 전달함수와 함께 폐루프를 형성하고 높은 안정성을 요구하게 되며, 이에 수반하여 안정

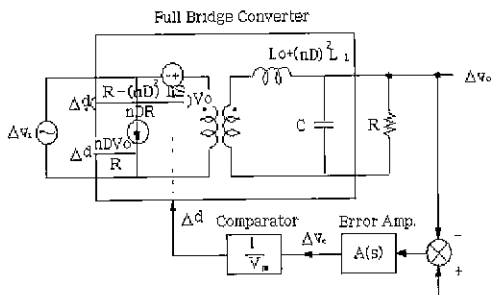


그림 6 풀 브리지 컨버터의 제어특성
Fig. 6 Control characteristics of full bridge converter

성 설계가 필요하다.

DC-DC 컨버터에서 귀환 루프의 안정성 설계는 통상 오차 증폭기에 극·영점 보상을 통하여 충분한 위상 여유를 확보함으로써 이루어질 수 있다. 즉, 폐루프 시스템에서 이득이 1(0dB)일 때 위상이 -180° 를 넘지 않으면 안정하다. 동특성에 있어서, 오차 증폭기의 이득을 $A(s)$, 비교기의 이득을 $\frac{1}{V_m}$ 이라고 했을 때 DC-DC 컨버터의 제어 전달함수 $G_d(s)$, 루프 이득 $T(s)$ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$G_d(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} \tag{9}$$

$$T(s) = G_d(s) \cdot A(s) \cdot \frac{1}{V_m} \tag{10}$$

$T(s)$ 를 구성하는 항 중에서 제어 전달함수 $G_d(s)$ 는 DC-DC 컨버터의 종류에 따라 결정이 되고, 비교기의 이득 $\frac{1}{V_m}$ 도 이미 고정된 값이므로 안정한 시스템의 설계 여부는 오차증폭기의 이득 $A(s)$ 에 달려있다.

표 1 풀 브리지 컨버터의 설계사양
Table 1 Design specification of converter

입력전압	198 ~ 242Vac
2차 무부하전압	80V
변압기 권선비	$n = \frac{N_2}{N_1} = 0.285$
Duty Factor	D = 0.4
스위칭 주파수	20kHz
변압기 누설 리액턴스	5 μH
출력리액턴스	250 μH
C	0

표 1은 아크용접전원 주회로 설계사양이며 이 설계 사양을 적용하여 풀 브리지 컨버터의 $G_d(s) \cdot \frac{1}{V_m}$ 을 점근선 근사법에 의해 주파수 특성을 구하면 그림 7과 같이 된다. $T(s)$ 의 안정성을 위하여 일반적인

로 모든 형태의 DC-DC 컨버터에 대하여 적용할 수 있는 설계기준은 원점에서 극점이 있도록 하며, 안정한 위상 여유를 얻기 위해서 0dB을 통과하는 이득의 기울기를 -20dB/dec로 한다. 이득이 0dB를 통과하는 주파수를 교차 주파수(crossover frequency) f_c 를 스위칭 주파수 f_s 의 1/4 ~ 1/5로 선택하며, 좋은 과도 특성을 얻기 위하여 위상 여유를 45° ~ 60° 정도로 한다. 이러한 설계 기준에 합치도록 오차 증폭기의 보상을 수행하는 것이 결과적으로 DC-DC 컨버터의 안정성 설계에 이르게 되는 것이다.

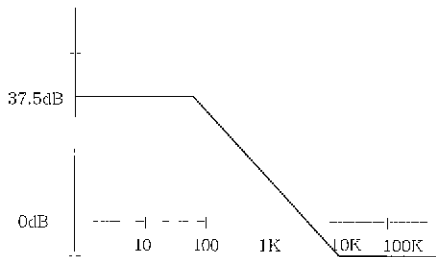


그림 7 $G_d(s) \cdot 1/V_m$ 의 주파수 특성
Fig. 7 Frequency characteristics of $G_d(s) \cdot 1/V_m$

따라서 시스템이 안정하게 동작하기 위하여 이러한 조건을 기준으로 하여 오차 증폭기로서 하나의 영점과 두 개의 극점을 갖는 그림 8과 같은 오차증폭기를 선정하여 보상회로를 설계한다. 이 오차 증폭기의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{v_c}{v_o} = \frac{(1 + sC_1R_2)}{s(C_1 + C_2)R_1 \left\{ 1 + s \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} R_2 \right\}} \quad (11)$$

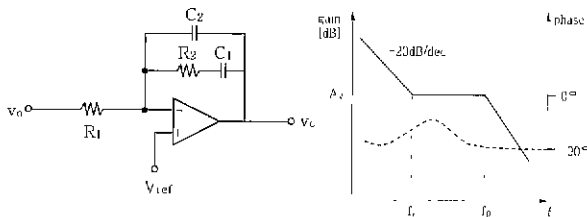


그림 8 오차 증폭기의 특성
Fig. 8 Characteristics of error amplifier

설계된 보상회로를 적용하여 풀 브리지 컨버터의 루프 이득 T(s)에 대하여 “MATHCAD”를 사용하여 시뮬레이션한 결과 보드선도는 그림 9 ~ 그림 11과 같이 된다. 각각 풀 브리지 컨버터의 전달함수, 오차증폭기의 특성, 풀 브리지 컨버터의 루프 이득 T(s)의 특성을 나타낸다. 그림에서 T(s)의 특성을 보면 기대했던 바와 같은 결과를 얻을 수 있으며 이 경우 약 55°의 위상여유(phase margin)을 얻을 수 있으며 안정된 제어특성을 기대할 수 있다.

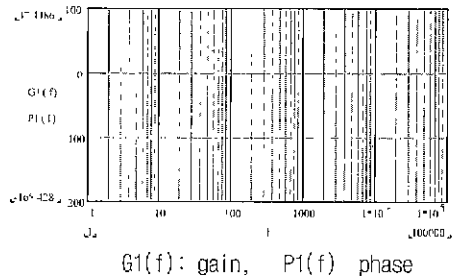


그림 9 풀 브리지 컨버터의 전달함수의 특성
Fig. 9 Characteristics of transfer function for full bridge converter

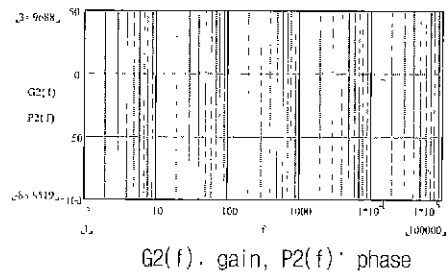


그림 10 오차 증폭기 전달함수A(s)의 특성
Fig. 10 Characteristics of error amplifier transfer function A(s)

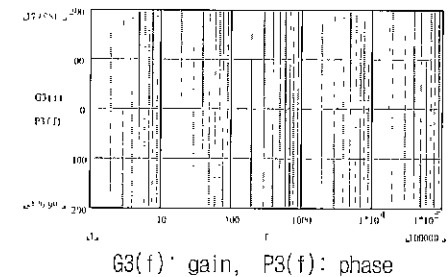


그림 11 풀 브리지 컨버터의 루프이득 T(s)의 특성
Fig. 11 Characteristics of loop margin for full bridge converter

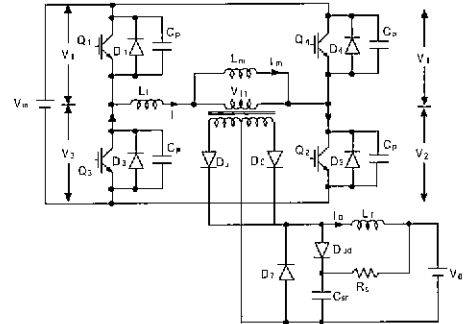
4. 용접전원용 풀 브리지 컨버터

일반적인 펄스 폭 제어 풀 브리지 컨버터는 적용소자의 하드 스위칭(Hard Switching)에 따라 출력전압 또는 전류를 조정 및 제어하기 때문에 스위칭 주파수가 증가할 때 회로의 기생 성분 때문에 스위칭 손실이 증가하여 효율을 저하시키는 요인이 되므로 이러한 스위칭 손실을 저감시키기 위하여 스위칭 소자의 턴·온(turn on)에 앞서 스위칭 소자전압을 영(Zero)으로 감소시키기 위해 전류, 전압 파형을 제어할 필요성이 있다. 이는 스위칭 소자가 턴·온(turn on)할 때 소자의 순시전압 또는 전류 파형이 서로 중복되어 나타나지 않는 영전압 스위칭(ZVS) 동작 Mode를 만들기 위함이다.

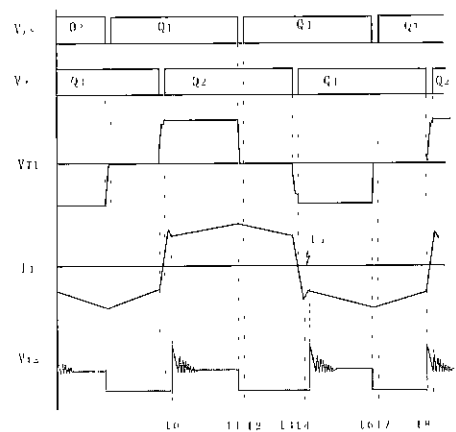
본 연구에서 용접기 전원으로서의 위상전이(Phase-shift)제어를 사용한 풀 브리지 컨버터를 사용한다. 영전압 스위칭 위상전이 풀 브리지(Full bridge)컨버터는 그림 13에 나타난 바와 같이 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위해 Q₂와 Q₄에 대한 게이트신호가 Q₁과 Q₃에 대하여 위상전이(Phase shift)되게 제어함으로써, 2차측 전압이 Zero인 시간간격동안 1차측 스위치 중 하나가 항상 On되게 제어한다. 이는 고주파 변압기(TR)의 누설 인덕턴스(L_l)와 스위칭소자의 기생출력 캐패시턴스(C_p)와의 기생진동문제를 해결할 수 있도록 누설 인덕턴스(L_l)에 따른 전류를 순환시키기 위한 저 임피던스 경로를 제공시켜준다. 이것은, 환류기간(t₁-t₃)동안 변압기TR 1차측 순환전류가 스위칭소자 Q₃의 역병렬 다이오드D₃, 변압기TR, 스위칭소자 Q₂를 통해 순환되고, 환류기간(t₆-t₈)동안 변압기TR 1차 측 순환전류가 스위칭소자 Q₁의 본체다이오드D₁, 변압기TR, 스위칭소자Q₄를 통해 순환하게 함으로써 저 임피던스경로를 제공하는 것이다.

위상전이 PWM 동작에 따라 종래의 용접기전원에 적용된 하드스위칭 PWM 제어 풀 브리지 컨버터와 관련된 스위칭 시 기생진동 및 스위칭손실 문제를 해결할 수 있다. 또한, 그림 12(b)의 t₁시점에서 스위치 Q₁이 Open되었을 때 전류(누설분전류)는 같은 Leg에 있는 스위치Q₃의 역병렬 다이오드 D₃가 도전하기 시작할 때까지 스위치 Q₁의 기생 캐패시턴스 C_p를 충전하면서 전류한다. 즉, Q₁의 역병렬 다이오드가 도전했을 때 Q₃는 영전압 스위칭 조건에서 턴·온, 턴·오프될 수 있는 특징을 갖고 있다. 따라서, 영전압 스위칭은 단지 누설 인덕턴스 L_l에 축적된 에너지가 스위칭소자의 기생출력 캐패시턴스 C_p와 고주파 변압기에 존

재하는 기생 캐패시턴스 C_{PT}에 축적된 에너지보다 크거나 같다면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭을 이룰 수 있다.



(a) Full-Bridge 컨버터



(b) Phase-Shifted ZVC FB 컨버터의 각부파형

그림 12 위상전이 영전압스위칭 컨버터의 주회로 및 각부 파형

Fig. 12 Phase-shifted ZVC FB converter and each waveform

5. 출력파형 및 분석

아크용접기용 용접전원의 주회로는 본 연구에서 제안한 회로 평균화 기법을 이용한 풀 브리지 컨버터 모델을 적용하여 설계하고, 시뮬레이션을 통하여 제어회로와 보상회로를 설계하여 그림 13과 같이 DSP TMS 320C32를 이용하여 제어회로를 구성하였다.

본 연구에서 제안한 풀 브리지 컨버터의 모델의 유용성을 확인하기 위하여 아크용접기의 주회로 설계에 적용하여 두께 1.2mm박판에 용접을 실시하여 용접비

드를 관찰하고 용접파형을 측정하여 동작특성을 분석한다.

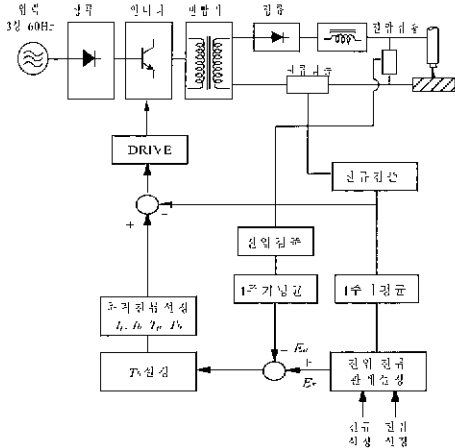


그림 13 펄스아크 용접장치의 구성
Fig. 13 Construction of pulse arc welding machine

용접에서 각종트러블의 원인으로 되고 용접성능에 큰 영향을 미치는 스패터의 발생량은 용접전원의 성능에 밀접한 관계가 있다.

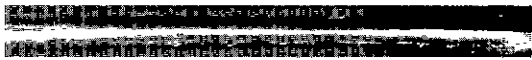
아크용접에서 와이어에서의 용적이행상태는 아크에 의해 녹은 와이어선단의 용적이 용융지표면과 접촉해서 이행하는 "단락이행"에 의한 것이 많다. 이 경우 많은 스패터의 발생은 피할 수 없다. 한편 펄스 아크용접에서 용적이행은 펄스전류에 의해 와이어 선단의 용적에 전자핀치력이 작용하여, 펄스에 동기하여 용적은 강제적으로 이탈하여 스프레이형태로 용융지로 이행한다. 이러한 펄스아크용접에서는 용적에 의한 단락이 수반되지 않도록 하면 스패터의 발생을 매우 적게 하는 것이 가능하다. 따라서 펄스아크용접에서 단락이 발생이 적은 출력파형이 되어야 스패터의 발생이 적고



(a) 용접전류 100 A



(b) 용접전류 200 A



(c) 용접전류 300 A

그림 14 용접비드외관
Fig 14 States of welding bead

용접비드가 깨끗하고 용접기의 안정한 동작이 가능하다.

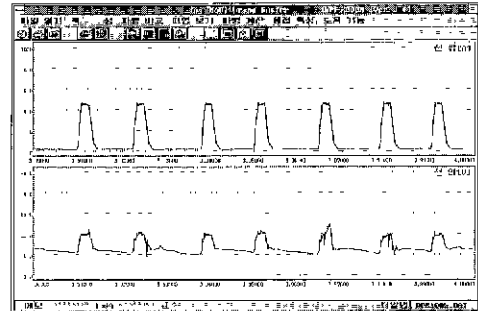


그림 15 용접전류 100A 일때 출력파형 (상:전류,하:전압)
Fig. 15 Output waveform at welding current 100A

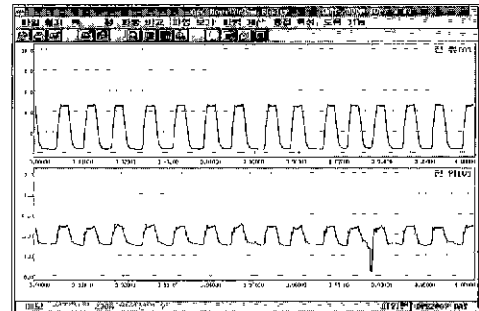


그림 16 용접전류 200A 일때 출력파형 (상:전류,하:전압)
Fig. 16 Output waveform at welding current 200A

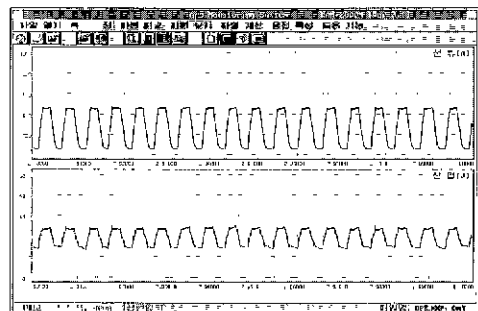


그림 17 용접전류 300A 일때 출력파형 (상:전류,하:전압)
Fig. 17 Output waveform at welding current 300A

용접시의 용접비드외관은 그림 14와 같이 미려하게 되고, 출력전류,출력전압을 아크모니터링 시스템(WAM2000N)으로 측정 한 결과를 그림 15 ~ 그림 17에 나타나고 있다, 각각 용접전류 100A, 200A, 350A일 때 0.1초동안의 출력파형이며, 이때 스패터의 발생이

적어 깨닫힌 용접 비드가 얻어지고, 출력파형도 단락의 발생이 거의 없이 안정한 출력파형으로 되어 용접기가 안정한 상태에서 동작하고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

풀 브리지 컨버터는 타방식의 DC-DC 컨버터와 비교하여 변압기의 이용률이 우수하고 출력주파수가 동작주파수의 2배로 되기 때문에 출력전류의 리플주파수를 높게 하는 것이 가능하여 대용량의 DC-DC 컨버터에 많이 사용된다. 그러나 DC-DC 컨버터는 스위치가 도통·차단을 반복하면서 동작하므로 회로는 비선형이 되고 동작 해석을 위한 모델링은 매우 복잡하다.

본 연구에서는 풀 브리지 컨버터에 대하여 회로 평균화 기법을 이용하여 회로 모델을 유도하였다. 이 모델을 이용하여 컨버터의 주회로와 보상회로를 설계하여 보상회로가 포함된 풀 브리지 컨버터의 안정도 해석을 컴퓨터를 이용하여 수행한 결과 컨버터의 루프 이득 T(s)의 이득과 위상특성에서 기대했던 바와 같은 결과를 얻을 수 있었다. 또한, 풀 브리지 컨버터의 모델을 이용하여 부하변동이 격심한 아크용접기의 주회로 설계에 적용하여 실제의 용접을 통하여 스펙터가 적게 발생하고 용접비드가 깨끗하게 되어 안정한 동작이 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] R.D.Middlebrook and S. Cuk "A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stage" IEEE PESC pp.18-34, 1976
- [2] Simon S. Ang "Power Switching Converters" Marcel Dekker Inc. 1995
- [3] S. P. Hsu " Modeling and Analysys of Switching DC-to-DC Converters in constant-Frequency Current-Programmed Mode" IEEE PESC pp.284-301, 1976
- [4] Fernando J Marcos Alba "A 1.9kw FB-ZVS Phase Shifted High Powe Density DC/DC Converter for Off-line Applications" IEEE APEC 1994
- [5] Hideyuki Yamamoto "Recent Advance in Inverter Controlled Arc Welding Power Source and their Application" 溶接學會誌 第58卷 第4號 pp.56-63, 1989
- [6] 구헌회, 이현우 등, "Pulse MAG용접용 전원의 출력파형 제어" 대한전기학회 하계학술대회 논문집 vol. F, pp.2118-2120, 1998.7

저 자 소개



구헌회(具憲會)

1953년 4월 3일 생 1978년 부산대학교 전기공학과 졸업 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984~1998년 한국전기연구소 전력전자연구부, 현 경남대학교 대학원 전기공학과 감사



서기영(徐基永)

1942년 4월 18일생 1965년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 교수.



권순걸(權純杰)

1951년 11월 19일생. 1973년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1980년 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 교수



이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1984년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사) 1993~1994년 일본 오사카공업대 객원연구원. 현 경남대학교 전기전자공학 교수. 당 학회 편집이사.



김상돈(金相敦)

1955년3월15일생. 1983년 경남대 전기공학과 졸업, 1993년 경남대 교육대학원 수학교육과 졸업, 1997년~현재 동 대학원 전기전자 공학부 박사 과정수료, 1983년~1993년 인화여상 교감, 현 경남전문대학교 교학처장.